

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

Hidegori KOBAYASHI

Serial No.: NEW APPLICATION

Group Art Unit:

Filed: March 10, 2004

Examiner:

For: POWER SYSTEM

CLAIM FOR PRIORITY

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

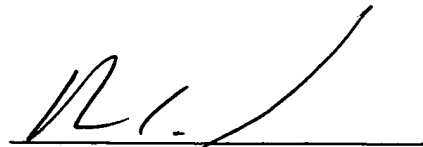
The benefit of the filing date of the following prior foreign application filed in the following country is hereby requested for the above-identified application and the priority provided in 35 U.S.C. § 119 is hereby claimed:

JAPAN 2003-111277 April 16, 2003

In support of this claim, a certified copy of said original foreign application is filed herewith. It is requested that the file of this application be marked to indicate that the requirements of 35 U.S.C. 119 have been fulfilled and that the Patent and Trademark Office kindly acknowledge receipt of this document.

Respectfully submitted,

03/10/04
Date


Marc A. Rossi
Registration No. 31,923

Attorney Docket: FUJI:290

ROSSI & ASSOCIATES
P.O. Box 826
Ashburn, VA 20146-0826
(703) 726-6020

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年 4月16日
Date of Application:

出願番号 特願2003-111277
Application Number:

[ST. 10/C]: [JP 2003-111277]

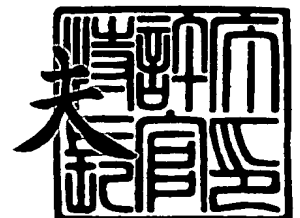
出願人 富士電機ホールディングス株式会社
Applicant(s):



2003年12月 8日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康



出証番号 出証特2003-3101423

【書類名】 特許願

【整理番号】 03P00125

【提出日】 平成15年 4月16日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/155

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号 富士電機株式会社内

【氏名】 小林 秀典

【特許出願人】

【識別番号】 000005234

【氏名又は名称】 富士電機株式会社

【代理人】

【識別番号】 100092152

【弁理士】

【氏名又は名称】 服部 毅巖

【電話番号】 0426-45-6644

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 009874

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9607796

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電源システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電源装置を切り替えて負荷に電圧を出力する電源システムにおいて、

インダクタ、前記インダクタを介して前記負荷に入力電圧を供給するスイッチ素子、前記スイッチ素子を所定の時比率で相補的にオンオフ制御するための駆動信号を生成する駆動回路、及び前記駆動回路をオンオフに切り替えるとともに前記負荷への出力電圧に基づく帰還信号により前記スイッチ素子での時比率を制御する制御回路を有し、前記出力電圧を所定の電圧値に制御する DC-DC コンバータと、

前記 DC-DC コンバータの前記駆動信号に同期して擬似帰還信号を発生する擬似帰還信号発生回路と、

前記入力電圧を降圧して前記負荷に電圧を供給するシリーズレギュレータと、を備え、

前記負荷が軽負荷の場合は、前記 DC-DC コンバータの駆動回路をオフに切り替えるとともに前記負荷に前記シリーズレギュレータから電圧を供給し、

前記負荷が重負荷の場合は、前記シリーズレギュレータからの電圧供給を停止して、前記 DC-DC コンバータの駆動回路をオンに切り替えることで前記負荷に電圧を供給し、

前記負荷への電圧の供給源を前記シリーズレギュレータから前記 DC-DC コンバータに切り替えるときは、所定の期間前記シリーズレギュレータから前記負荷に電圧を供給し続けるとともに、前記 DC-DC コンバータでは、前記スイッチ素子での時比率を制御するために、前記駆動回路をオフに維持したまま、前記制御回路への帰還信号に代えて前記擬似帰還信号を供給し、前記所定の期間が経過したとき、前記シリーズレギュレータからの電圧供給を停止すると同時に、前記擬似帰還信号を前記帰還信号に切り替えるとともに、前記駆動回路をオンに切り替えて前記スイッチ素子のオンオフ動作を開始することを特徴とする電源システム。

【請求項 2】 前記擬似帰還信号発生回路は、前記 DC-DC コンバータの制御回路の出力側と接地電位との間に直列接続された第 1、第 2 の抵抗、及び前記第 1、第 2 の抵抗の接続点と接地電位との間に接続された容量を備え、前記第 1、第 2 の抵抗の接続点から前記擬似帰還信号を出力することを特徴とする請求項 1 記載の電源システム。

【請求項 3】 前記制御回路への帰還信号は、前記負荷への出力電圧を第 3 及び第 4 の抵抗で分圧したものであり、前記第 1、第 2 の抵抗における分圧比を前記第 3、第 4 の抵抗における分圧比と等しく設定したことを特徴とする請求項 2 記載の電源システム。

【請求項 4】 前記擬似帰還信号発生回路は、前記 DC-DC コンバータの制御回路の出力側と接地電位との間に直列接続された第 1、第 2 の抵抗と、前記第 1、第 2 の抵抗の接続点と接地電位との間に接続された容量と、前記負荷への出力電圧を前記第 1、第 2 の抵抗における分圧比に等しく分圧するように直列接続された第 5、第 6 の抵抗と、前記第 1、第 2 の抵抗の接続点電圧と前記第 5、第 6 の抵抗の接続点電圧とをそれぞれ入力し、前記擬似帰還信号を出力する演算増幅器とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の電源システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、電源装置を切り替えて負荷に電圧を出力する電源システムに関し、特に、負荷の軽重で DC-DC コンバータとシリーズレギュレータとを使い分ける場合に、シリーズレギュレータから DC-DC コンバータへ切り替えるときの出力電圧の落ち込みに対処した電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

電子機器には、外部から供給される電源電圧を、内部の電子回路に適合する電圧に降圧する複数の電源装置を搭載したものがあり、このような電源装置として、出力段に接続した負荷の大きさに応じて電力変換の効率が変化するものと変化しないものが用いられる。

【0003】

例えば、PWM制御によって電圧を降下するDC-DCコンバータは、接続される負荷が軽負荷であるほど電力効率が低く、重負荷であるほど電力効率が高いDC-DCコンバータでは、内部の半導体スイッチがオンオフすることによって駆動損失が発生するからである。これに対して、入出力間の等価的な直列抵抗の大きさを連続して変化することで出力電圧を制御するシリーズレギュレータでは、負荷の軽重にかかわらず一定の効率を実現できる。

【0004】

従来から直流電力の制御方法として、これらのシリーズレギュレータとDC-DCコンバータとを出力側負荷の軽重に応じて切り替えるようにした電源システムが提案されている。この電源システムでは、負荷が軽負荷である場合には一方のシリーズレギュレータによって電圧を降下し、接続される負荷が重負荷であってDC-DCコンバータの電力効率がシリーズレギュレータの電力効率を上回る時、他方のDC-DCコンバータによって電圧を降下する（例えば、特許文献1、特許文献2参照）。

【0005】

このような電源装置を切り替えて負荷に電圧を出力する電源システムは、例えば、通常モードと待機モードとを有するバッテリー駆動の電子機器に搭載することで、それぞれ定格出力時における高効率化と軽負荷時における低消費電力化とを両立させることができる。すなわち、待機モードでは、駆動している電子回路が少ないため軽負荷であり、シリーズレギュレータで電圧降下をする。通常モードでは、駆動している電子回路が多いため重負荷であり、DC-DCコンバータで電圧降下をする。

【0006】

図3は、電源システムの第1の従来例を示すブロック図である。

第1の従来例は、降圧型同期整流方式のDC-DCコンバータ40とシリーズレギュレータなどのリニアレギュレータ50とを単純に並列に接続して、電源システムを構成している。このうちDC-DCコンバータ40は、負荷への出力電圧と基準電圧との誤差を演算する誤差増幅器41、及びこの誤差出力と三角波と

を比較してH/Lの方形波を出力する比較器42からなる制御回路部と、駆動回路43と、一对のスイッチ素子44, 45とを備え、これらスイッチ素子44, 45は、インダクタLを介して負荷60に入力電圧 V_{in} と接地電位（グランド電位）とを交互に供給するように動作するとともに、外部信号により動作/非動作を切り替え制御できるように構成されている。また、リニアレギュレータ50は、誤差増幅器51と、負荷60に対して入力電圧 V_{in} を供給する可変抵抗回路52とを備え、DC-DCコンバータ40と同様に、外部信号により動作/非動作を切り替え制御できるように構成されている。

【0007】

ここでは、インダクタLのスイッチ素子44, 45とは反対側の一端と可変抵抗回路52との接続点を出力端子70とし、ここに分圧抵抗 R_1 , R_2 の直列回路と、平滑用の出力キャパシタンスC1の一端を接続している。出力キャパシタンスC1は他端が接地され、出力端子70に接続された負荷60への出力電圧を平滑化するようにしている。また、それぞれDC-DCコンバータ40の誤差増幅器41と、リニアレギュレータ50の誤差増幅器51には、負荷60への出力電圧から分圧抵抗 R_1 , R_2 で分圧された帰還信号をフィードバックしている。なお、この帰還信号のフィードバック制御用信号線80は、分圧抵抗 R_1 , R_2 の接続点からDC-DCコンバータ40とリニアレギュレータ50との間で共通に使用しているが、別々の信号線を用いて接続してもかまわない。

【0008】

ここで、比較的複雑なDC-DCコンバータ40においては、誤差増幅器41での発振現象を抑制するために抵抗 R_3 とコンデンサC2からなるフィードバック用の位相補償回路を備えている。そのためDC-DCコンバータ40から負荷60に安定した電圧を出力させるまでに、ある程度の時間を要する。したがって、単にリニアレギュレータ50からDC-DCコンバータ40に切り替えただけでは、DC-DCコンバータ40のスイッチング動作が安定するまでの間で、負荷60への出力電圧が大きく変動する。

【0009】

図4は、第1の従来例における動作切り替え時の電圧変動の状態を示すタイミ

ング図である。

ここでは、時刻 t_0 でリニアレギュレータ 50 が停止して、DC-DC コンバータ 40 が動作しはじめる。時刻 t_0 から立ち上がる点線は、DC-DC コンバータ 40 単体からの出力電圧を示している。このように、DC-DC コンバータ 40 は、時刻 t_0 で初めて電圧が立ち上がるために、出力電圧が基準電圧で決まる目標電圧値 V_t に達する時刻 t_1 までの切り替え直後の一定期間は、出力キャパシタンス C_1 のみで負荷 60 への電圧を保持しなければならない。そのため、時刻 t_0 から t_1 までの間に出力端子 70 の電圧が大きく低下する。

【0010】

すなわち、DC-DC コンバータ 40 の動作直後には、リニアレギュレータ 50 による出力電圧が出力キャパシタンス C_1 で殆ど目標電圧値 V_t に近い値に保持されているため、リニアレギュレータ 50 には小さな誤差信号しか入力しない。そこで、たとえ DC-DC コンバータ 40 が非常に高速に起動する能力をもっていたとしても、その出力電圧を上昇させることができない。したがって、DC-DC コンバータ 40 では、出力端子 70 での出力電圧が落ちこんでいったときに初めて、電圧を上昇させようとする動作が始まるため、単純にリニアレギュレータ 50 と DC-DC コンバータ 40 を接続して切り替える場合には、いかに高速な DC-DC コンバータ 40 を使用したとしても電圧の落ち込みを避けることができない。特に、同期整流方式の DC-DC コンバータでは、接地されたローサイド側のスイッチ素子 45 がオンしたときに、スイッチ素子 45 が出力キャパシタンス C_1 の電荷を吸い込んでしまうために出力電圧が極端に低下する。

【0011】

図 5 は、電源システムの第 2 の従来例を示すブロック図である。

この電源システムは、各電源装置の出力側にそれぞれ分圧抵抗 R_1 、 R_2 及び R_4 、 R_5 と出力キャパシタンス C_1 、 C_3 を接続するとともに、スイッチ SW_1 により DC-DC コンバータ 40 とリニアレギュレータ 50 を分離可能に構成している。ここでは、DC-DC コンバータ 40 の出力側にスイッチ SW_1 を設けることで、それぞれ DC-DC コンバータ 40 とリニアレギュレータ 50 への帰還信号をフィードバック制御用信号線 80、81 により独立して制御できる。

したがって、リニアレギュレータ 50 が動作している間に、スイッチ SW1 をオフ状態としたまま、DC-DC コンバータ 40 におけるスイッチング動作を行って、あらかじめ目標電圧を出すための準備を行える。

【0012】

図 6 は、第 2 の従来例における動作切り替え時の電圧変動の状態を示すタイミング図である。

この図 6 に示すように、時刻 t_0 でスイッチ SW1 をオフ状態としたまま、リニアレギュレータ 50 を停止することなく、DC-DC コンバータ 40 の駆動回路 43 をオンに切り替えて、それぞれを並列に動作させる。時刻 t_1 になって、DC-DC コンバータ 40 から負荷 60 に電流を供給していない状態のまま、目標電圧値 V_t を安定して出力するようになると、リニアレギュレータ 50 を停止すると同時に、スイッチ SW1 をオンに切り替える。このような切り替え動作により、時刻 t_1 以降は、直ちに出力端子 70 と接続した負荷 60 に対して、DC-DC コンバータ 40 から安定した出力電圧を供給できる。

【0013】

すなわち、スイッチ SW1 をオフ状態にしておけば、目標とする出力電圧がリニアレギュレータ 50 により生成されていても、DC-DC コンバータ 40 ではスイッチング動作により独立して電流を増加させる制御動作が可能になる。そのため、リニアレギュレータ 50 と DC-DC コンバータ 40 の出力が同一になるまで、それぞれを並列に動作させる期間 ($t_0 \sim t_1$) を設けておき、DC-DC コンバータ 40 のフィードバック制御が安定してから出力を切り替えることが可能になる。

【0014】

【特許文献 1】

特開平 11-341797 号公報

【特許文献 2】

特開 2002-112457 号公報

【0015】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、出力電流が流れる経路にスイッチSW1を設けて、DC-DCコンバータ40とリニアレギュレータ50とを分離するためには、大きな容量のスイッチが必要となり、そのためのコストを要する。

【0016】

また、スイッチSW1の抵抗分により、電源システムの電力変換効率にも悪影響を与える。

さらに、出力キャパシタンスC1、C3など、電源装置以外の構成部品が増加するために、コストや効率面だけでなく、電源システムを集積回路化するうえでも不都合が生じるなどの問題があった。

【0017】

この発明の目的は、リニアレギュレータからDC-DCコンバータへの切り替えに際して出力電圧に乱れを生じさせず、また集積回路化に適した電源システムを提供することにある。

【0018】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、電源装置を切り替えて負荷に電圧を出力する電源システムが提供される。この電源システムは、インダクタ、前記インダクタを介して前記負荷に入力電圧を供給するスイッチ素子、前記スイッチ素子を所定の時比率で相補的にオンオフ制御するための駆動信号を生成する駆動回路、及び前記駆動回路をオンオフに切り替えるとともに前記負荷への出力電圧に基づく帰還信号により前記スイッチ素子での時比率を制御する制御回路を有し、前記出力電圧を所定の電圧値に制御するDC-DCコンバータと、前記DC-DCコンバータの前記駆動信号に同期して擬似帰還信号を発生する擬似帰還信号発生回路と、前記入力電圧を降圧して前記負荷に電圧を供給するシリーズレギュレータと、を備えている。

【0019】

この電源システムでは、前記負荷が軽負荷の場合は、前記DC-DCコンバータの駆動回路をオフに切り替えるとともに前記負荷に前記シリーズレギュレータから電圧を供給し、前記負荷が重負荷の場合は、前記シリーズレギュレータから

の電圧供給を停止して、前記DC-DCコンバータの駆動回路をオンに切り替えることで前記負荷に電圧を供給し、前記負荷への電圧の供給源を前記シリーズレギュレータから前記DC-DCコンバータに切り替えるときは、所定の期間前記シリーズレギュレータから前記負荷に電圧を供給し続けるとともに、前記DC-DCコンバータでは、前記スイッチ素子での時比率を制御するために、前記駆動回路をオフに維持したまま、前記制御回路への帰還信号に代えて前記擬似帰還信号を供給し、前記所定の期間が経過したとき、前記シリーズレギュレータからの電圧供給を停止すると同時に、前記擬似帰還信号を前記帰還信号に切り替えるとともに、前記駆動回路をオンに切り替えて前記スイッチ素子のオンオフ動作を開始することを特徴とするものであって、負荷に接続される電源装置をスムーズに切り替えることで、切り替え時での出力電圧変動を最小にでき、出力端子に接続された電子機器を誤動作させることがない。

【0020】

【発明の実施の形態】

以下、この発明の実施の形態について、図面を参照して説明する。

（第一の実施の形態）

図1は、この発明の実施の形態に係る電源システムの構成を示す回路図である。

【0021】

図1に示す電源システムでは、DC-DCコンバータ1は、負荷6への出力電圧と基準電圧との誤差を演算する誤差増幅器11、この誤差出力と三角波とを比較してH/Lの方形波を出力する比較器12、及び発振器16からなる制御回路部と、外部からのオンオフ信号により動作/非動作を切り替え制御できる駆動回路13と、インダクタLを介して負荷6に入力電圧 V_{in} と接地電位（グランド電位）とを交互に供給するための一対のスイッチ素子14、15とを備えている。

【0022】

また、リニアレギュレータ2は、誤差増幅器21と、負荷6に対して入力電圧 V_{in} を供給する可変抵抗回路22とを備えている。この可変抵抗回路22とイ

ンダクタLのスイッチ素子14, 15と反対側の一端との接続点は、電源システムの出力端子7となる。この出力端子7には、図3、図5などの従来例と同様に、分圧抵抗R1, R2の直列回路と、平滑用の出力キャパシタンスC1の一端が接続されている。

【0023】

さらに、DC-DCコンバータ1の制御回路部には、比較器12の出力側と接地電位との間に直列接続された抵抗R6, R7（第1、第2の抵抗）と、これらの抵抗R6, R7の接続点と接続されたコンデンサC4と、一對のスイッチSW2, SW3とからなる擬似帰還信号発生回路3が設けられている。抵抗R6の一端は比較器12の出力端に接続され、抵抗R7の一端は接地される。コンデンサC4の一端は接地され、抵抗R6と組み合わせられてローパスフィルタが構成されている。また、抵抗R6, R7の接続点電位は、スイッチSW2を介して誤差増幅器11の一端に擬似帰還信号としてフィードバックするように構成されている。

【0024】

そして、DC-DCコンバータ1の誤差増幅器11には、スイッチSW3がオンのときに、負荷6への出力電圧から分圧抵抗R1, R2で分圧された帰還信号がフィードバックされ、同じ帰還信号はフィードバック制御用信号線8を介してリニアレギュレータ2の誤差増幅器21にもフィードバックされている。なお、一對のスイッチSW2, SW3のいずれか一方がオン状態であれば、誤差増幅器11の入力がオープンにならないが、帰還信号と擬似帰還信号とを短絡させないためには、一對のスイッチSW2, SW3は同時にオン状態とならないように制御される。なお、抵抗R6, R7における分圧比は分圧抵抗R1, R2（第3、第4の抵抗）における分圧比と等しく設定してある。

【0025】

つぎに、このように構成された電源システムの動作について説明する。図1に示す電源システムは、第2の従来例における動作切り替え時と同様に、DC-DCコンバータ1の出力がリニアレギュレータ2の出力電圧と同一になるまで、それぞれを並列に動作させる過渡期間（図6に示す $t_0 \sim t_1$ の期間）を設けてい

る。時刻 t_0 でスイッチ SW3 をオフ状態としたまま、リニアレギュレータ 2 を停止することなく、DC-DC コンバータ 1 の制御が安定した後にリニアレギュレータ 2 を停止する。そのため、出力段のスイッチ素子 14, 15 とその駆動回路 13 の動作・非動作を独立に切り替え可能に構成するとともに、駆動回路 13 の非動作時はスイッチ素子 14, 15 をどちらもオフ（開放状態）にする。また、DC-DC コンバータ 1 を構成する発振器 16、誤差増幅器 11、及び比較器 12 や、リニアレギュレータ 2 についても、それらの動作・非動作状態を切り替え可能に構成している。

【0026】

以下、リニアレギュレータ 2 から DC-DC コンバータ 1 への切り替え時の動作について、順次説明する。

リニアレギュレータ 2 の動作時には、消費電流を抑えるために DC-DC コンバータ 1 の各回路要素はすべて停止している。

【0027】

切り替え時には、すぐに完全に切り替えることをせずに過渡期間を設けている。すなわち、リニアレギュレータ 2 を動作させたまま、DC-DC コンバータ 1 は駆動回路 13 以外を並列に動作させる。このとき、SW2 をオン、SW3 をオフとすることで、比較器 12 の出力電圧を分圧している抵抗 R6, R7 の接続点電圧をフィードバックして、誤差増幅器 11 に入力する。

【0028】

同期整流方式の DC-DC コンバータ 1 では、インダクタ L の抵抗成分が無視できる程に小さい場合、あるいは負荷 6 への出力電流が小さい場合には、コンデンサ C4 によるローパスフィルタを介した信号電圧は、出力端子 7 における電圧を抵抗 R1, R2 で分圧された帰還信号と同一になる。そのため、抵抗 R6, R7 の接続点電圧を擬似出力信号として使用して、DC-DC コンバータ 1 をフィードバック制御できる。このとき、スイッチ素子 14, 15 はともにオフ状態に保持するとともに、駆動回路 13 も外部信号により動作しないように制御することにより、リニアレギュレータ 2 の動作には全く影響を与えないで、それぞれを独立に制御できる。ここで、図 5 の出力電流経路に設けたスイッチ SW1 とは異

なり、フィードバック経路に設けたスイッチ SW2, SW3 は小さな容量のスイッチでよいから、電源システムを IC 回路により構成する場合には、スイッチを含めた回路を容易にオンチップで実現できる。

【0029】

なお、この過渡期間は DC-DC コンバータ 1 の制御が安定するまで維持される。過渡期間については、比較器 12 に接続された発振器 16 が動作しているから、デジタルカウンタなどで一定遅延時間を計測することで決定できる。また、DC-DC コンバータ 1 に安定化判別回路を設けて、誤差増幅器 11 で比較器 12 の出力からフィードバックされる誤差信号と、基準電圧（リファレンス）信号との差が一定以下となったかどうかの判定を行うものであっても良い。

【0030】

DC-DC コンバータ 1 が安定動作状態になった後に、リニアレギュレータ 2 の動作を停止させるとともに、駆動回路 13 を動作させる。リニアレギュレータ 2 が停止する直前に、DC-DC コンバータ 1 は目標電圧値 V_t を出力しているのと同じ状態で安定に動作していれば、切り替え時における出力端子 7 での出力電圧変動は非常に小さくなる。

【0031】

なお、上述の切り替え動作とは反対に、DC-DC コンバータ 1 からリニアレギュレータ 2 へ切り替えるときには、それぞれを並列動作させる過渡期間なしに切り替えている。

【0032】

（第二の実施の形態）

図 2 は、上述した電源システムとは別の構成を示す回路図である。

この発明の電源システムを半導体 IC 回路として構成する場合に、分圧抵抗 R1, R2 を外部接続して、負荷 6 への出力電圧の大きさを設定するとき、DC-DC コンバータ 10 で駆動回路 13 の入力側から引き出された信号を分圧して擬似帰還信号を得るためには、擬似帰還信号発生回路 30 の抵抗 R6, R7 の抵抗値を固定することができない。

【0033】

そこで、実施の形態 2 の電源システムでは、図 2 に示すように、比較器 12 の出力側と接地電位との間に直列接続された抵抗 R 6, R 7 (第 1、第 2 の抵抗) と、これらの抵抗 R 6, R 7 の接続点と接続されたコンデンサ C 4 と、一對のスイッチ SW 2, SW 3 と、誤差増幅器 31 と、出力端子 7 に一端が接続された分圧抵抗 R 8, R 9 (第 5、第 6 の抵抗) の直列回路とから擬似帰還信号発生回路 30 を構成している。このうち、分圧抵抗 R 8, R 9 は、負荷 6 への出力電圧を抵抗 R 6, R 7 における分圧比に等しく分圧するものであって、誤差増幅器 31 では、抵抗 R 6, R 7 の接続点電圧と分圧抵抗 R 8, R 9 の接続点電圧とをそれぞれ入力して、DC-DC コンバータ 10 への擬似帰還信号を出力する。

【0034】

IC 回路の内部では、出力端子 7 におけるリニアレギュレータ 20 からの実際の出力信号と、比較器 12 からの擬似帰還信号とを同じ割合で分圧したものが、誤差増幅器 31 へ入力される。誤差増幅器 31 を含む DC-DC コンバータ 10 のフィードバック回路全体では、この 2 つの入力信号を同一にするように作用する。

【0035】

すなわち、平衡状態に移した後を考えれば、誤差増幅器 11 からは現在シリーズレギュレータから出力されている電圧 (すなわち、抵抗 R 1, R 2 と基準電圧によって決定される目標電圧) と同じ電圧を出すために必要な電圧が比較器 12 に出力されていて、一方誤差増幅器 11 の入力、フィードバックによるイマジナリーショートにより、ほぼ基準電圧と同じ電圧となっている。

【0036】

実際に DC-DC コンバータ 10 が動作して、抵抗 R 1, R 2 と基準電圧によって決定される目標電圧を出力している場合にも、誤差増幅器 11 からは目標電圧を出すために適切な電圧が比較器 12 に出力され、入力はほぼ基準電圧と同じ電圧となっているため、擬似帰還信号による内部ループを使用した場合の誤差増幅器 11 と位相補償回路を構成する抵抗 R 3、コンデンサ C 2 の動作状況は、目標電圧値 V_t を出力しているのと同じ状態になる。

【0037】

したがって、前述した実施の形態1と同様に、DC-DCコンバータ10の安定動作の後に、リニアレギュレータ20を停止させ駆動回路13を動作させることにより、切り替え時の出力端子7での電圧変動を非常に小さくすることが可能である。

【0038】

このように、DC-DCコンバータ10をリニアレギュレータ20とともにIC回路内に構成したとき、任意の抵抗分圧比の分圧抵抗R1、R2が外部接続され、その値が固定でないような場合であっても、外付け部品を増加させることなく負荷6と接続される電源装置をスムーズに切り替えることができる。また、この実施の形態に係る電源システムは、分圧抵抗R1、R2が外付けされ固定されている場合でなくとも、以下に述べるような優れた特徴を備えている。

【0039】

第1に、一般に演算増幅器は、それほど高い周波数まで帯域をもっていないため、通常、それ程高い周波数信号成分までは増幅しない。言い換えれば、ここでは誤差増幅器31はローパスフィルタとしての機能を兼ね備えているので、図2に示すように、DC-DCコンバータ10の内部で擬似帰還信号ループを構成するための抵抗R6、R7に、比較的大きなコンデンサC4などのキャパシタンスを接続してローパスフィルタを構成する必要がなくなる。コンデンサC4は、容量の小さなキャパシタンスだけで十分機能するので、電源システムをIC回路のオンチップとして容易に実現できる。

【0040】

第2に、抵抗分圧された信号は高い出力インピーダンスをもつが、誤差増幅器31の出力は低インピーダンスとなるので、擬似帰還信号を使った内部の制御ループを意図的に高速化でき、より早い時間でDC-DCコンバータ10を定常状態に移させることが可能である。

【0041】

第3に、リニアレギュレータ20からDC-DCコンバータ10への切り替えの際に、DC-DCコンバータ10の初期状態として、スイッチSW2をオン状態にしたまま擬似帰還信号を使用できる。すなわち、制御ループを内部ループの

ままにして、駆動回路 13 を動作させる。その後、スイッチ SW2 をオフ、スイッチ SW3 をオン状態にして、ゆっくりと制御ループを外部ループに切り替えて、出力端子 7 の実際の出力電圧からの帰還信号に切り替える。これにより、電源システムのそれぞれの回路定数を最適化することによって、さらに切り替え時の出力変動を抑える効果がある。

【0042】

なお、ここでは一例として、パルス幅変調方式を用いた降圧同期整流 DC-D C コンバータ 10 の例を説明したが、周波数変調方式等のものであってもよく、この発明の電源システムは、いずれかに限定されるものではない。また、リニアレギュレータ 20 についても、出力段が P 型半導体素子で作られたいわゆるリニアドロップアウトレギュレータ (LDO) に代えて電源システムを構成することが可能である。

【0043】

【発明の効果】

以上に説明したように、この発明によれば、集積回路化するうえで有利であって、リニアレギュレータから DC-D C コンバータへの切り替えに際して出力電圧に乱れを生じさせず、また集積回路化に適した電源システムを提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

この発明の実施の形態に係る電源システムの構成を示す回路図である。

【図 2】

別の実施の形態に係る電源システムの構成を示す回路図である。

【図 3】

電源システムの第 1 の従来例を示すブロック図である。

【図 4】

第 1 の従来例における動作切り替え時の電圧変動の状態を示すタイミング図である。

【図 5】

電源システムの第 2 の従来例を示すブロック図である。

【図 6】

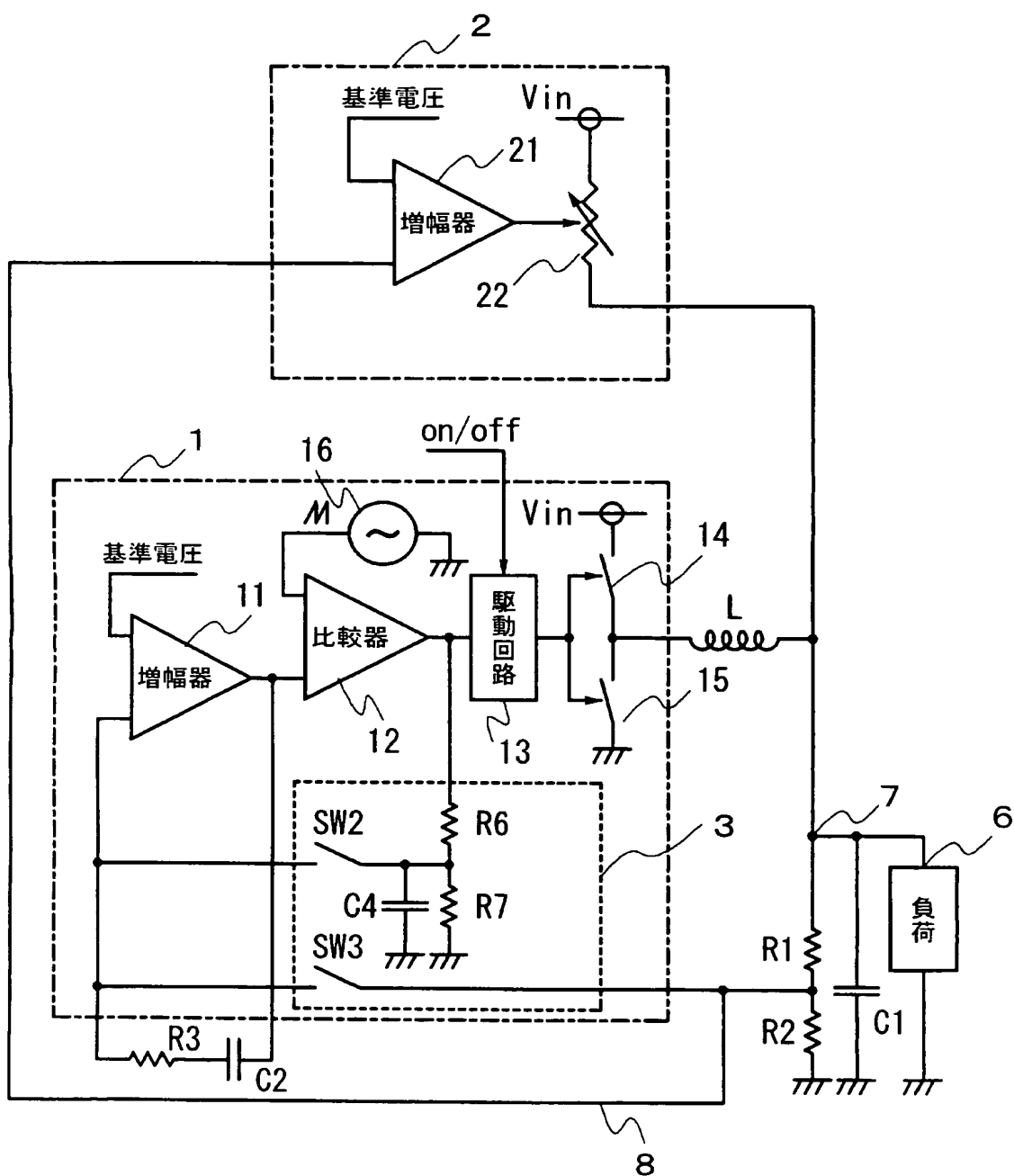
第 2 の従来例における動作切り替え時の電圧変動の状態を示すタイミング図である。

【符号の説明】

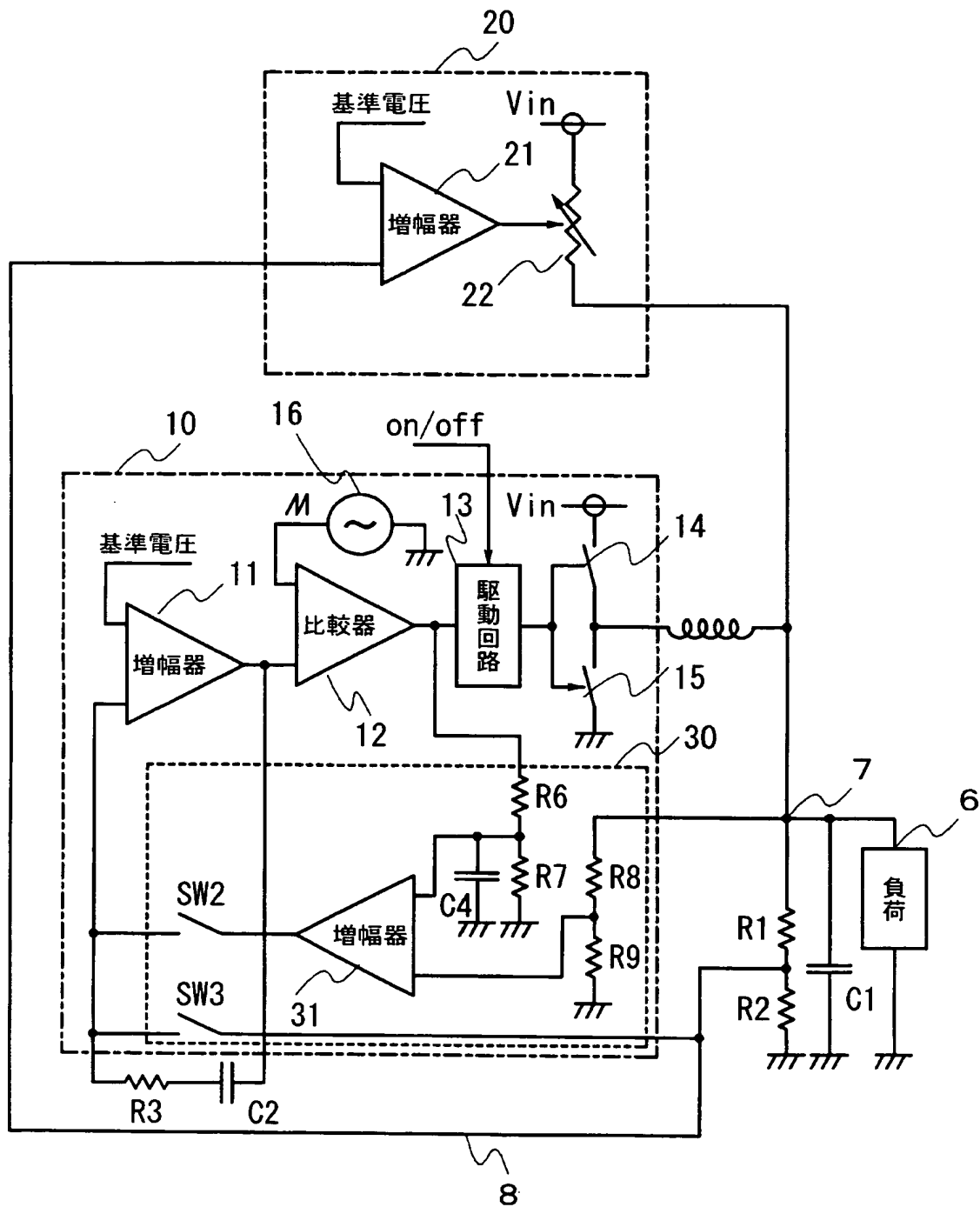
- 1, 1 0 D C - D C コンバータ
- 2, 2 0 リニアレギュレータ
- 3, 3 0 擬似帰還信号発生回路
- 6 負荷
- 7 出力端子
- 8 フィードバック制御用信号線
- 1 1 誤差増幅器
- 1 2 比較器
- 1 3 駆動回路
- 1 4, 1 5 スイッチ素子
- 1 6 発振器
- 2 1 誤差増幅器
- 2 2 可変抵抗回路
- 3 1 誤差増幅器
- S W 2, S W 3 スイッチ
- R 6, R 7 抵抗 (第 1、第 2 の抵抗)
- R 1, R 2 分圧抵抗 (第 3、第 4 の抵抗)
- R 8, R 9 分圧抵抗 (第 5、第 6 の抵抗)
- C 1 出力キャパシタンス
- L インダクタ

【書類名】 図面

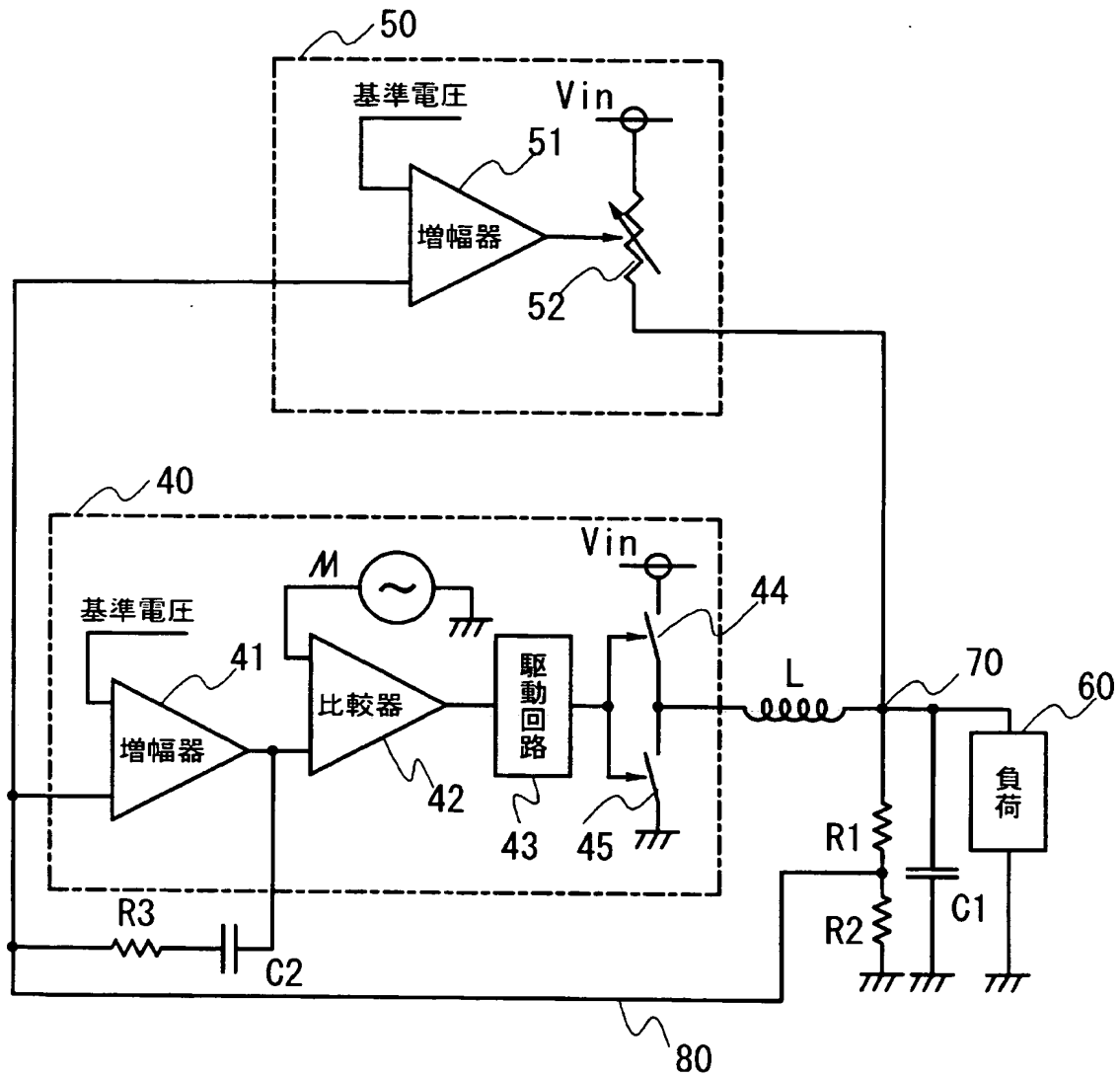
【図 1】



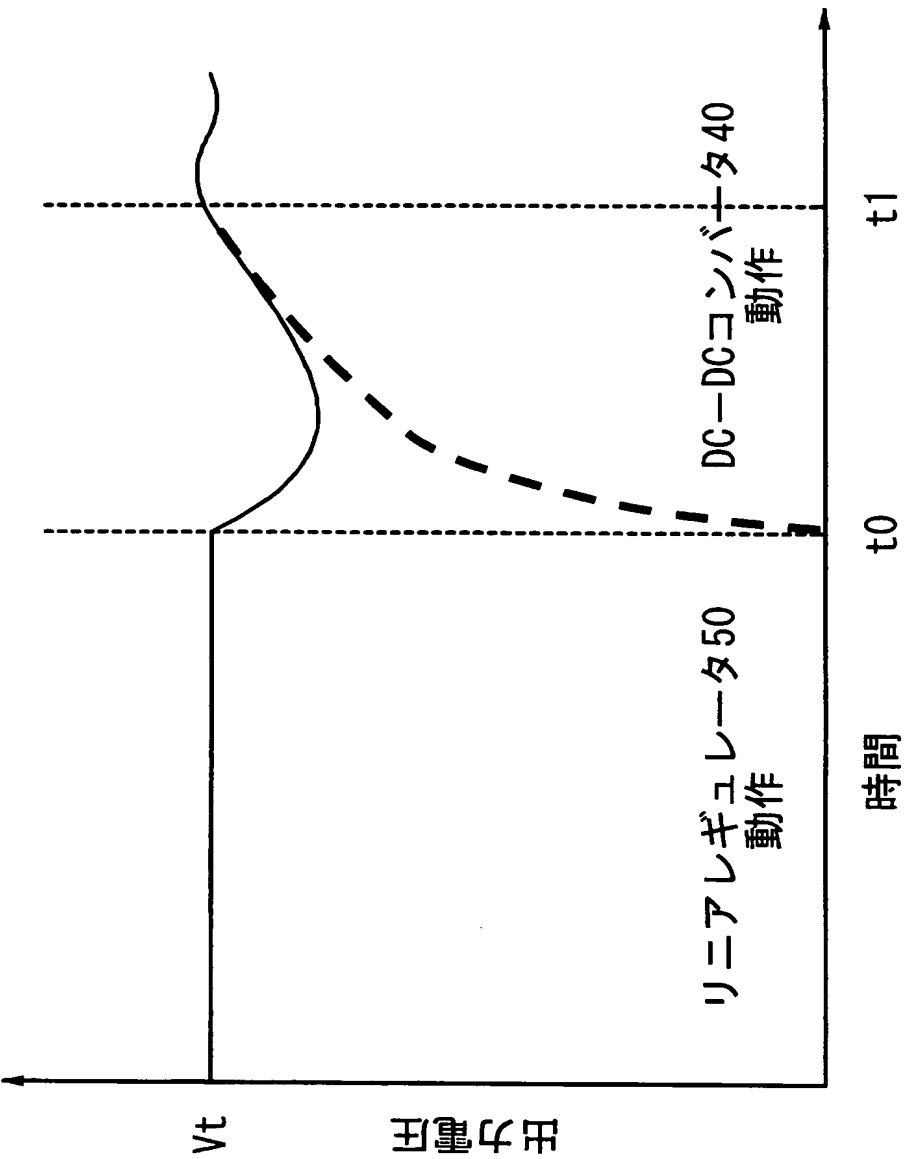
【図 2】



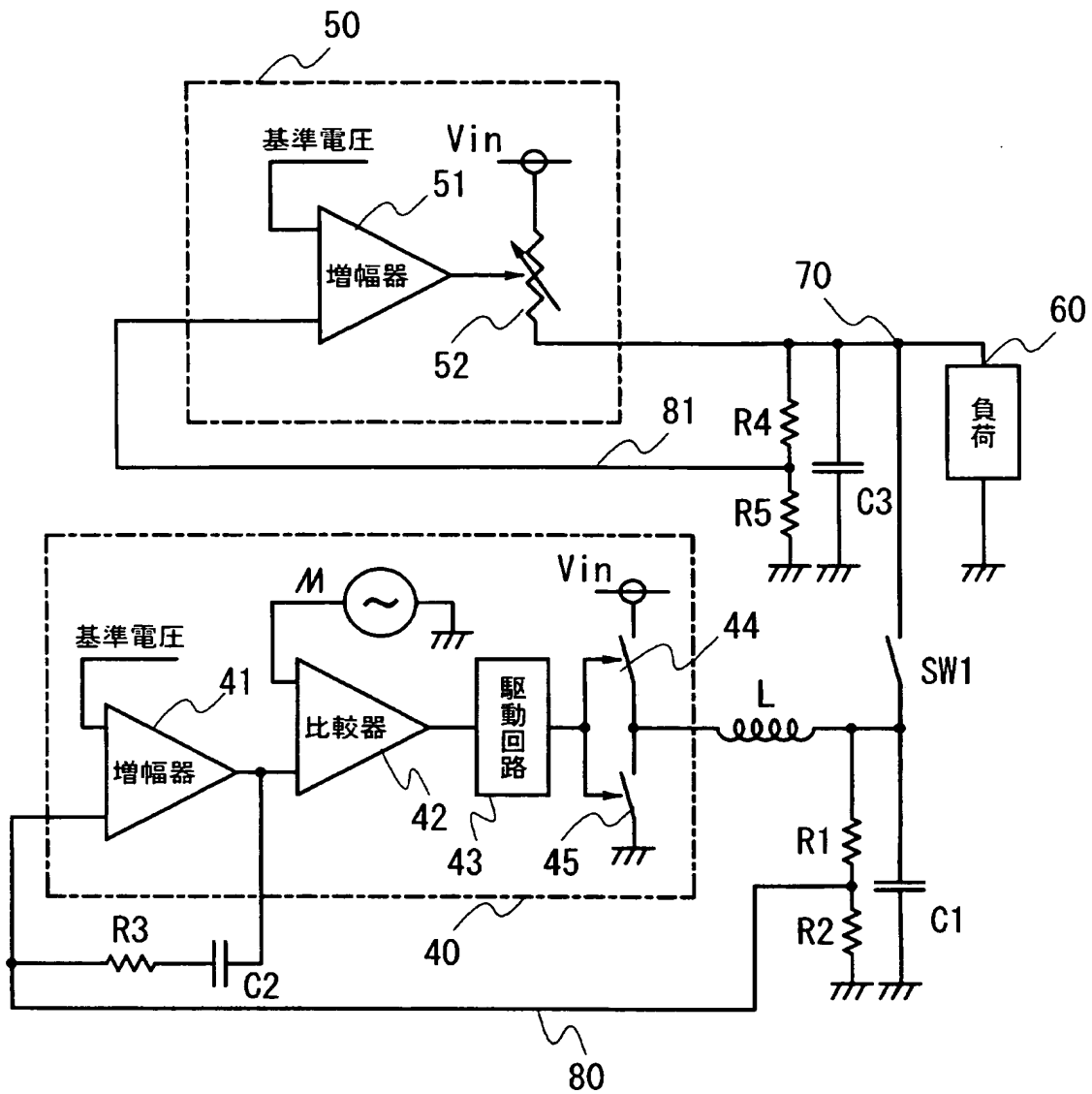
【図 3】



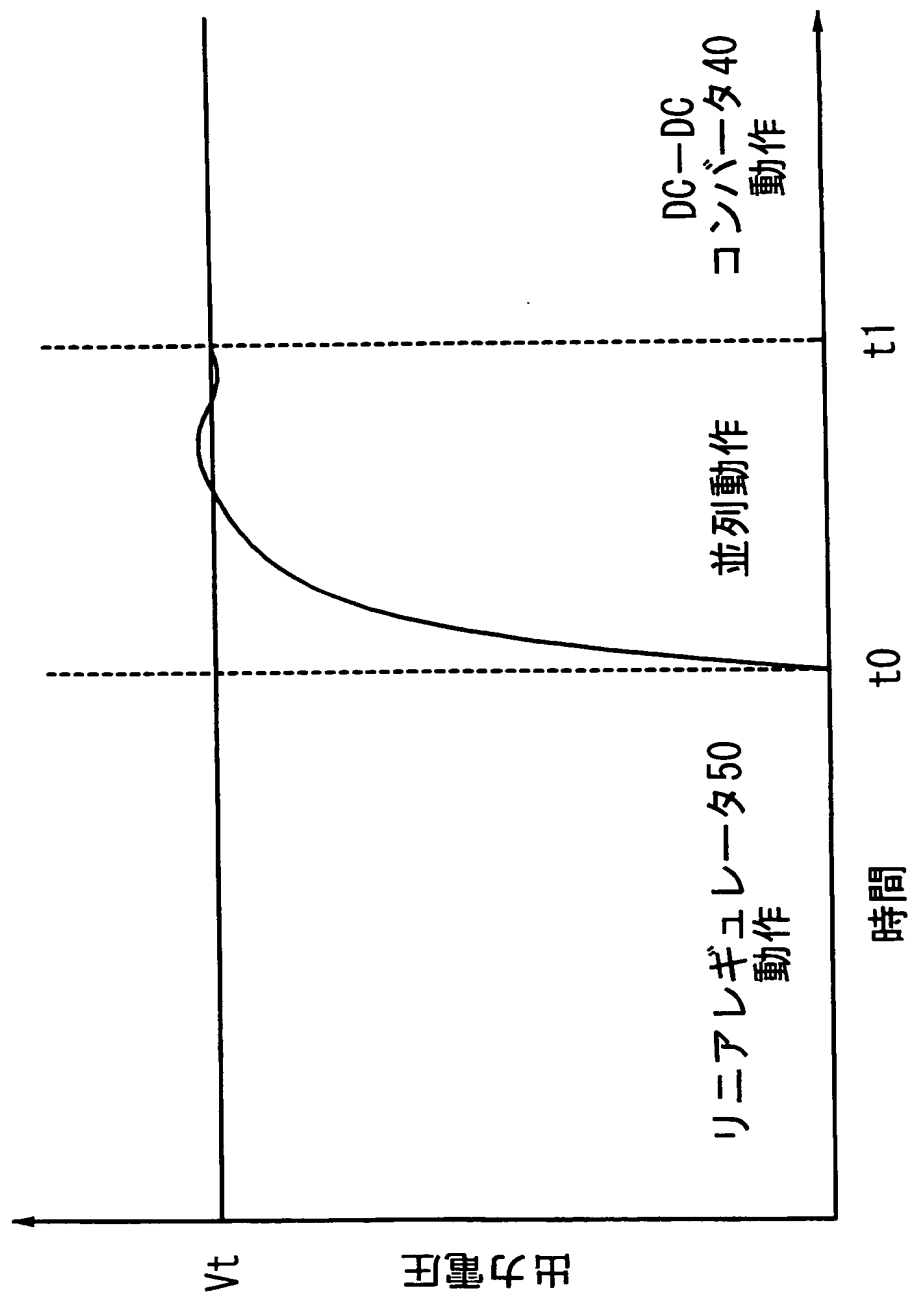
【図 4】



【図 5】



【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 リニアレギュレータからDC-DCコンバータへの切り替えに際して出力電圧に乱れが生じない電源システムを提供する。

【解決手段】 この電源システムは、負荷6が軽負荷の場合は、DC-DCコンバータ1の駆動回路13をオフに切り替えるとともに負荷6にリニアレギュレータ2から電圧を供給し、負荷6が重負荷の場合は、リニアレギュレータ2からの電圧供給を停止して、DC-DCコンバータ1の駆動回路13をオンに切り替える。負荷6が軽負荷から重負荷に変化した後の所定の期間には、リニアレギュレータ2から負荷6に電圧を供給し続けるとともに、DC-DCコンバータ1では、スイッチ素子14, 15での時比率を制御するために、駆動回路13をオフに維持したまま、制御回路への帰還信号に代えて擬似帰還信号を供給して、出力電圧変動を最小にする。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 3 - 1 1 1 2 7 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 5 2 3 4]

1 . 変更年月日

1 9 9 0 年 9 月 5 日

[変更理由]

新規登録

住 所

神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号

氏 名

富士電機株式会社

2 . 変更年月日

2 0 0 3 年 1 0 月 2 日

[変更理由]

名称変更

住 所

神奈川県川崎市川崎区田辺新田 1 番 1 号

氏 名

富士電機ホールディングス株式会社